

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-095261

(43)Date of publication of application : 29.03.2002

(51)Int.Cl.

H02M 7/48

H02M 7/12

H02M 7/162

H02P 7/63

(21)Application number : 2000-276545

(71)Applicant : TOSHIBA CORP

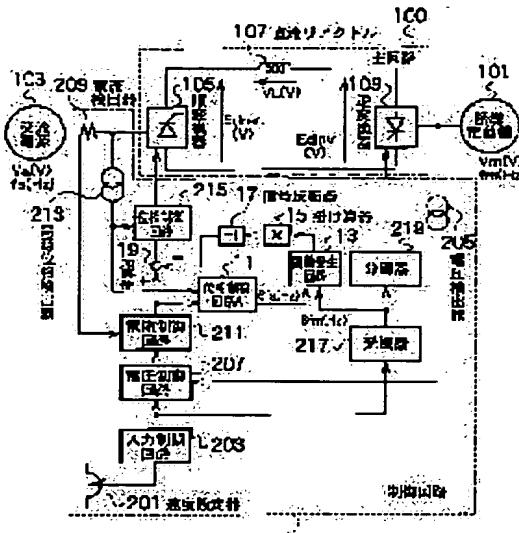
(22)Date of filing : 12.09.2000

(72)Inventor : DEGUCHI KAZUYUKI

(54) POWER CONVERTER**(57)Abstract:**

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a power converter capable of suppressing generation of pulsating current.

SOLUTION: A function generating circuit 13 determines the amplitude of pulsating current generated by a main circuit 100 from the inductance of a DC reactor 107, voltage of an AC power supply, and voltage of an induction motor 101, magnifies the obtained output with a multiplying device 15 to produce a compensation signal having the same amplitude as that of obtained pulsating current, shifts the phase of the compensation signal by 180 degrees with a signal reversing device 17, and adds it to a phase signal as the output of a current control circuit 211 with an adder 19, thereby suppressing generation of pulsating current.

**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

BEST AVAILABLE COPY

THIS PAGE BLANK (USPTO)

【特許請求の範囲】

【請求項1】 交流電源から供給される交流電力を直流電流に変換する順変換器、および該直流電力を再び交流電力に逆変換する逆変換器を有する主回路と、前記順変換器の位相制御角を制御する位相制御角制御手段と、前記逆変換器のスイッチング周波数を制御する周波数制御手段とを備えた電力変換装置において、
前記位相制御角制御手段から前記順変換器へ出力される位相制御角制御信号と前記周波数制御手段から前記逆変換器へ出力される周波数制御信号から、前記主回路に発生する脈動電流を算出する脈動電流算出手段を有することを特徴とする電力変換装置。

【請求項2】 前記脈動電流算出手段は、前記位相制御角制御手段から前記順変換器へ位相制御角制御信号として出力されているゲートパルス信号の周波数と前記周波数制御手段から前記逆変換器へ周波数制御信号として出力されているゲートパルス信号の周波数との差から得られる前記主回路のリップル電圧周波数と、前記順変換器および前記逆変換器のそれぞれに同時に与えられる前記ゲートパルスのタイミングから得られるリップル電圧の位相と、前記主回路のインダクタンスを基に、前記リップル電圧を積算し、前記インダクタンスを除算することで、前記脈動電流の周波数、位相、および大きさを求ることを特徴とする請求項1記載の電力変換装置。

【請求項3】 前記脈動電流算出手段は、
前記順変換器の位相制御角制御信号またはスイッチング指令、および前記逆変換器のスイッチング指令から減算器にて脈動電流の周波数を求める周波数算出手段と、
前記順変換器のスイッチングのタイミングと前記順変換器のスイッチングのタイミングから、それぞれの変換器のスイッチングが同時に行われるタイミングを求め、該同時に行われるタイミングの周期から脈動電流の位相を求める位相算出手段と、を有することを特徴とする請求項1または2記載の電力変換装置。

【請求項4】 前記電力変換装置は、さらに、
前記脈動電流算出手段が求めた脈動電流の周波数および位相から、前記主回路に発生する脈動電流の大きさを求める脈動電流量算出手段と、
該脈動電流量算出手段が求めた脈動電流量を前記順変換器の位相制御角制御信号に補正信号として加算する第1の補正手段と、を有することを特徴とする請求項1～3のいずれか一つに記載の電力変換装置。

【請求項5】 前記電力変換装置は、さらに、
前記脈動電流算出手段が求めた脈動電流の周波数および位相を基に、前記逆変換器のスイッチング周波数をずらすように補正する第2の補正手段を有することを特徴とする請求項1～4のいずれか一つに記載の電力変換装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電力変換装置に係り、詳しくは、交流電力を直流電力に変換し、再び交流電力に変換する電力変換装置に関する。

【0002】

【従来の技術】一般的な電力変換装置としては、電流型インバータ装置や電圧型インバータ装置が知られており、その負荷としては、例えば動機電動機や誘導電動機がある。

【0003】図4は、従来の電力変換装置の一例を説明するための図面である。ここでは、電力変換装置であるサイリスタを使用した電流型インバータ装置に、その負荷として誘導電動機を接続したものについて説明する。

【0004】図4に示すように、この電流型インバータ装置は、主回路100と制御回路200から構成されている。

【0005】主回路100は交流電源103からの交流電力を直流電力に変換する順変換器105と、この順変換器105からの直流電力を平滑にする直流リアクトル107と、この直流リアクトル107により、平滑化された直流電力を任意の周波数を有する交流電力に変換する逆変換器109とから構成されている。そして、逆変換器109には、誘導電動機101が負荷として接続されている。

【0006】この主回路100を制御する制御回路200は、速度を設定する速度設定器201と、この速度設定器201からの速度基準にリミットをかける入力制限回路203と、この入力制限回路203を介して送られる電圧基準と誘導電動機101に供給される電圧を検出する電圧検出器205と、この電圧検出器205からの検出電圧を基に、電流基準を出力する電圧制御回路207と、交流電源103から供給される電流を検出する電流検出器209と、電流検出器209で検出された電流と電圧制御回路207からの電流基準を基に位相基準を出力する電流制御回路211と、交流電源103の電圧位相を検出する電源位相検出器213と、電流制御回路211からの位相基準と電源位相検出器213から検出された電源位相を基に、順変換器105を構成するサイリスタに点弧パルスを与える位相制御回路215と、入力制限器回路203からの周波数を基に発振パルスを出力する発信器217と、この発信器217からの発振パルスを振り分ける分周器219とから構成されている。

【0007】なお、このように構成された電流型インバータ装置自体の基本動作については、その一例が「ニュードライブエレクトロニクス（電気書院発行、上山直彦編）」の第4回103頁から144頁に記載されているので、基本動作についての説明は省略し、ここでは電動機の動作に合わせてその動作を説明する。

【0008】まず、電流型インバータ装置の通常運転時の動作を説明する。

【0009】誘導電動機101が運転中は、順変換器1

05の出力である平均出力直流電圧E_{d r e c}(V)と、逆変換器109の入力である平均入力電流電圧E_{d i n v}(V)と、直流リアクトル107に発生する平均

$$E_{d r e c}(V) = E_{d i n v}(V) + V_I(V) \quad \dots \quad (1)$$

(1)式を、交流電圧を用いた関係式に変換すると、下記(2)式のようになる。

$$\begin{aligned} 1.35 \cdot V_a \cdot \cos \alpha(V) &= 1.35 \cdot V_m \cdot \cos \theta(V) \\ &+ V_I(V) \quad \dots \quad (2) \end{aligned}$$

ここで式中、係数1.35は、三相交流電圧を全波整流して直流電圧に変換する定数であり、V_a(V)は交流電源103から供給される交流電圧であり、αは順変換器105の位相制御角であり、V_m(V)は誘導電動機101の誘起電圧であり、θは逆変換器109のサイリスタのターンオンタイミングであるとともに誘導電動機101の力率でもある。

【0012】順変換器105の出力電流電圧E_{d r e c}(V)は、交流電源103から供給される三相交流電圧をサイリスタの位相制御角αで直流変換しているため、交流電源103の電源周波数である、50Hzまたは60Hzの6倍のリップル周波数をもった電圧が発生する。このため順変換器105の出力である出力直流電圧E_{d r e c}(V)には、300Hzまたは360Hzのリップル電圧が発生している。一方、逆変換器109の入力電流電圧E_{d i n v}(V)にも三相の誘導電動機101の誘起電圧V_m(V)が整流され、前記順変換器105の出力と同様に6倍のリップル周波数をもった電圧が発生するが、誘導電動機101の1次周波数をf_m(Hz)とすると、1次周波数f_m(Hz)は速度に比例するため任意の周波数であり、リップル周波数も任意の周波数となる。

【0013】このような構成では、交流電源103の電

$$I_{r-i}(A) = \frac{1}{L_{00}} \int (E_{d r e c}(v) - E_{d i n v}(v)) dt \quad \dots \quad (3) \text{式}$$

ここで式中、L₀₀(H)は直流リアクトル107のインダクタンス値であり、I_{r-i}(A)は主回路100に発生する脈動電流である。

【0017】この脈動電流I_{r-i}(A)の周波数は、交流電源103の電源周波数f_a(Hz)と、誘導電動機101の周波数f_m(Hz)に関係し、2つの異なる周波数によって発生する脈動電流I_{r-i}(A)の周波数を脈動周波数f_{r-i}(Hz)とすると、この脈動周

$$f_{r-i}(Hz) = | 6 \cdot f_a(Hz) - 6 \cdot f_m(Hz) | \quad \dots \quad (4) \text{式}$$

次に、図5、図6、図7、図8を参照して主回路に発生する脈動電流の位相について説明する。

【0019】前述のように、順変換器105の出力直流電圧と逆変換器109の入力直流電圧は、前記(1)式と(2)式から、出力直流電圧E_{d r e c}(V) = 1.35 · V_a · cos αであり、入力直流電圧E_{d i n v}

電圧V_I(V)は、下記(1)式の関係がある。

【0010】

$$E_{d r e c}(V) = E_{d i n v}(V) + V_I(V) \quad \dots \quad (1)$$

【0011】

$$\begin{aligned} 1.35 \cdot V_m \cdot \cos \theta(V) \\ + V_I(V) \quad \dots \quad (2) \end{aligned}$$

源周波数をf_a(Hz)とすると、f_a(Hz)が、50Hzまたは60Hzの固定値であるのに対し誘導電動機101の誘起電圧周波数f_m(Hz)は速度に比例するので、一般に50Hz程度から60Hz程度まで任意に変化することになる。

【0014】順変換器105の出力直流電圧E_{d r e c}(V)と逆変換器109の入力直流電圧E_{d i n v}(V)の平均電圧の関係式は前記(1)式であるが、順変換器105の出力直流電圧E_{d r e c}(V)は、電源周波数f_a(Hz)の6倍の周波数をもったリップル電圧であり、逆変換器109の入力直流電圧E_{d i n v}(V)は任意の周波数f_m(Hz)の6倍の周波数をもったリップル電圧である。このため、瞬間に比較すると、出力直流電圧E_{d r e c}(V)と入力直流電圧E_{d i n v}(V)間に電位差が生じる。

【0015】このように異なる2つの周波数が存在する電力変換装置においては、時間の経過と共に電位差が生じ、その電位差が直流リアクトル107の両端に加わるため、直流リアクトル107には、下記(3)式のような関係で脈動電流が発生する。

【0016】

【数1】

30

40

波数f_{r-i}(Hz)は、下記(4)式のような計算式で求められる。特に誘導電動機101の周波数f_m(Hz)が交流電源103の電源周波数f_a(Hz)に近づいたポイントで、低周波の脈動電流が主回路100に顕著に現れる。

【0018】

【数2】

50

(V) = 1.35 · V_m · cos θ(V)であることがわかる。また、前記(3)式から脈動電流I_{r-i}(A)が求められ、前記(4)式から脈動電流の周波数f_{r-i}(Hz)が求められる。図5、図6、図7、図8は、脈動電流が生じるメカニズムを説明するための図面である。

【0020】順変換器105は、図5に示すように、グレッチ接続されたU、V、W、X、Y、Zの6個のサイリスタで構成されている。図6(a)に示すように、サイリスタのUとZ、ZとV、VとX、XとW、YとUには、各々電気角60degの遅れでサイリスタのゲートにUGとZG、ZGとVG、VGとXG、XGとWG、WGとYG、YGとUGのゲートパルス信号を位相制御回路215からそれぞれ与えている。これにより順変換器105の出力には、図6(b)で示すように、60deg毎の出力直流電圧E_{drec}(V)が現れる。

【0021】同様に、逆変換器109もグレッチ接続されたU、V、W、X、Y、Zの6個のサイリスタがあり、誘導電動機電圧の力率角θのゲートパルス信号を分周器219から、逆変換器109のサイリスタに各々電気角60degの遅れでサイリスタのゲートにゲートパルス信号を与えている。これによりサイリスタが通電し、前記逆変換器109の入力に60deg毎の誘導電動機電圧が現れる。

【0022】図7(e)に、直流リアクトル107の両端に加わる電圧、つまり図7(c)に示す順変換器105の出力直流電圧E_{drec}(V)と、図7(d)に示す逆変換器109の入力直流電圧E_{dinv}(V)の電位差E_{drec}-E_{dinv}を示す。なお、以下では、わかりやすくするために、交流電源電圧V_a(V)と誘導電動機電圧V_m(V)の電圧値が同じ条件で説明する。

【0023】順変換器105のサイリスタと逆変換器109のサイリスタにゲートパルスを与え、それぞれ電圧制御、周波数制御している過程において、はじめに順変換器105のサイリスタゲートパルスと109逆変換器のサイリスタゲートパルスのタイミングが同時であれば、出力直流電圧E_{drec}(V)と入力直流電圧E_{dinv}(V)のリップル電圧の電位差E_{drec}-E_{dinv}は「0(V)」となる。次の過程において順変換器105と逆変換器109は共に、図7(a)および(b)に示す電源に同期した6倍の周波数信号である6faと発信器217の出力信号である6fmに同期して60deg後にサイリスタにゲートパルス信号を出力するが、交流電源103の周波数fa(Hz)と誘導電動機の周波数fm(Hz)が異なる場合は、時間と共に電位差が生じる。さらに60deg後に各々サイリスタにゲートパルス信号を出力するが、同時に時間と共に電位差が生じる。

【0024】このようなことが60deg毎に繰り返されていくと、順変換器105と逆変換器109のサイリスタゲートパルスのタイミングが一致するところが現れている。そのタイミングでは、出力直流電圧E_{drec}(V)と入力直流電圧E_{dinv}(V)のリップルの電位差が「0(V)」となる。

【0025】このようなことが連続的に行われた結果、

出力直流電圧E_{drec}(V)と入力直流電圧E_{dinv}(V)のリップル成分の平均電位差は、図8(a)および(b)に示す電源に同期した6倍の周波数信号である6faと発信器217の出力信号である6fmの倍数に同期する形で、図8(c)で示すようなリップル電圧となる。この電圧リップルと直流リアクトル107のインダクタンスにより、図8(d)に示す脈動電流I_{r-i}(A)が発生するのである。

【0026】

【発明が解決しようとする課題】上述したように、従来の電力変換装置では、逆変換器から出力される周波数が、交流電源周波数に近づくと2つの異なる周波数の差により電流ビートと呼ばれる現象が発生し、この電流ビート現象により主回路に低周波の脈動電流が流れる。このため、誘導電動機の発生トルクが脈動することになり、速度の変動が生じ、問題となっていた。

【0027】このような脈動電流を抑えるための手法として、主回路直流リアクトルのインダクタンス値を非常に大きくすることがあるが、外形的にも、またコスト的にも不利であり経済的ではない。

【0028】本発明は、上記に鑑みてなされたもので、その目的としては、より経済的な方法で、主回路に発生する脈動電流の発生を抑えた電力変換装置を提供することにある。

【0029】

【課題を解決するための手段】請求項1記載の発明は、上記課題を解決するために、交流電源から供給される交流電力を直流電流に変換する順変換器、および該直流電力を再び交流電力に逆変換する逆変換器を有する主回路と、前記順変換器の位相制御角を制御する位相制御角制御手段と、前記逆変換器のスイッチング周波数を制御する周波数制御手段とを備えた電力変換装置において、前記位相制御角制御手段から前記順変換器へ出力される位相制御角制御信号と前記周波数制御手段から前記逆変換器へ出力される周波数制御信号から、前記主回路に発生する脈動電流を算出する脈動電流算出手段を有することを要旨とする。

【0030】この発明は、順変換器の位相制御角と逆変換器のスイッチング周波数から、主回路に原理的に発生する脈動電流を演算で求めようとするものである。

【0031】請求項2記載の発明は、前記請求項1記載の電力変換装置において、前記脈動電流算出手段は、前記位相制御角制御手段から前記順変換器へ位相制御角制御信号として出力されているゲートパルス信号の周波数と前記周波数制御手段から前記逆変換器へ周波数制御信号として出力されているゲートパルス信号の周波数との差から得られる前記主回路のリップル電圧周波数と、前記順変換器および前記逆変換器のそれぞれに同時に与えられる前記ゲートパルスのタイミングから得られるリップル電圧の位相と、前記主回路のインダクタンスを基に、前

記リップル電圧を積算し、前記インダクタンスを除算することで、前記脈動電流の周波数、位相、および大きさを求ることを要旨とする。

【0032】この発明は、半導体スイッチング素子からなる順変換器を制御するゲートパルス信号の周波数と、同じく半導体スイッチング素子からなる逆変換器を制御するゲートパルス信号の周波数の差から得られる主回路のリップル電圧周波数と、順変換器および逆変換器のそれぞれに同時に与えられるゲートパルスのタイミングから得られるリップル電圧の位相と、主回路のインダクタンスとを基に、リップル電圧を積算し、一方、インダクタンスを除算することで、脈動電流の周波数、位相、および大きさを演算により求めようとするものである。

【0033】請求項3記載の発明は、前記請求項1または2に記載の電力変換装置において、前記脈動電流算出手段は、前記順変換器の位相制御角制御信号またはスイッチング指令、および前記逆変換器のスイッチング指令から減算器にて脈動電流の周波数を求める周波数算出手段と、前記順変換器のスイッチングのタイミングと前記順変換器のスイッチングのタイミングから、それぞれの変換器のスイッチングが同時に行われるタイミングを求め、該同時に行われるタイミングの周期から脈動電流の位相を求める位相算出手段と、を有することを要旨とする。

【0034】この発明は、順変換器の位相制御信号またはスイッチング指令、および逆変換器のスイッチング指令から、周波数算出手段が減算器にて脈動電流の周波数を求め、順変換器のスイッチングのタイミングと、逆変換器のスイッチングのタイミングから、それぞれの変換器のスイッチングが同時に行われるタイミングを求ることで脈動電流の位相を算出しようとするものである。

【0035】請求項4記載の発明は、前記請求項1～3のいずれか一つに記載の電力変換装置において、前記電力変換装置は、さらに、前記脈動電流算出手段が求めた脈動電流の周波数および位相から、前記主回路に発生する脈動電流の大きさを求める脈動電流量算出手段と、該脈動電流量算出手段が求めた脈動電流量を前記順変換器の位相制御角制御信号に補正信号として加算する第1の補正手段と、を有することを要旨とする。

【0036】この発明は、脈動電流算出手段が求めた脈動電流の周波数および位相から、脈動電流量算出手段が脈動電流の大きさを求め、求めた脈動電流量を順変換器の位相制御角に補正信号として加算することで、脈動電流を抑制しようとするものである。

【0037】請求項5記載の発明は、前記請求項1～4のいずれか一つに記載の電力変換装置において、前記電力変換装置は、さらに、前記脈動電流算出手段が求めた脈動電流の周波数および位相を基に、前記逆変換器のスイッチング周波数をずらすように補正する第2の補正手段を有することを要旨とする。

【0038】この発明は、脈動電流算出手段が求めた脈動電流の周波数および位相から、逆変換器のスイッチングのタイミングをずらすように補正することで、脈動電流を抑制しようとするものである。

【0039】

【発明の実施の形態】以下、添付した図面を参照して、本発明の実施の形態を説明する。

【0040】図1は、本発明を適用した実施の形態における電流型インバータ装置のブロック図である。なお、本実施の形態においては、図4に示した従来の電流型インバータ装置の構成要素と同一のものについては、同一の符号を付し、これらの詳細な説明は省略する。

【0041】図示する電流型インバータ装置は、従来と同様にサイリスタを使用した電力変換装置である。その構成は、主回路100が従来同様に、交流電源103からの交流電力を直流電力に変換する順変換器105と、直流電力を平滑にする直流リアクトル107と、平滑化された直流電力を任意の周波数を有する交流電力に変換する逆変換器109とから構成されている。

【0042】また、この主回路100を制御する制御回路1は、従来同様の構成よりなる部分として、速度を設定する速度設定器201と、速度設定器201からの速度基準にリミットをかける入力制限回路203と、誘導電動機101に供給される電圧を検出する電圧検出器205と、検出された電圧を基に電流基準を出力する電圧制御回路207と、交流電源103から供給される電流を検出する電流検出器209と、電流検出器209で検出された電流と電圧制御回路207からの電流基準を基に位相基準を出力する電流制御回路211と、交流電源103の電圧位相を検出する電源位相検出器213と、電流制御回路211からの位相基準と電源位相検出器213から検出された電源位相を基に、順変換器105を構成するサイリスタに点弧パルスを与える位相制御回路215と、入力制限器回路203からの周波数を基に発振パルスを出力する発信器217と、この発信器217からの発振パルスを振り分ける分周器219とから構成されている。

【0043】さらにこの制御回路1内には、電流制御回路211の出力信号である位相基準と電源位相検出器213によって検出された交流電源位相を基に同期した電源周波数の6倍の周波数を演算する位相制御回路A11と、位相制御回路A11で得られる電源に同期した6倍の周波数信号である6f_a(Hz)の信号と、逆変換器109のサイリスタのゲート信号である誘導電動機101の誘起電圧の周波数の6倍の周波数が得られる発信器217の出力信号である6f_m(Hz)の信号によって主回路100に発生する脈動電流の周波数と位相を演算で求める関数発生回路13と、関数発生回路13から出力される主回路脈動電流の周波数と位相信号から主回路100のインダクタンスと順変換器105の交流入力電

圧と逆変換器109の交流出力電圧である、誘導電動機101の誘起電圧で決まる脈動電流の大きさを求める掛け算器15と、脈動電流を打ち消すために脈動補正信号を反転させる信号反転器17と、脈動補正信号を順変換器105の位相基準に加算する加算器19を備えている。

【0044】上記構成において、関数発生回路13は、順変換器105の位相制御角と順変換器5のサイリスタのスイッチングのタイミングから、主回路100に原理的に発生する脈動電流の周波数、位相および波形を求める。そして、関数発生回路13から出力される信号と掛け算器15により脈動電流と同じ大きさの脈動補正信号を発生させる。この脈動補正信号は信号反転器17で反転され、その信号が加算器19により電流制御回路211の出力である位相基準に加算される。これにより位相基準に脈動電流を打ち消すように加算した脈動補正信号の反転信号によって、脈動電流が発生しないように順変換器105の出力直流電圧が制御される。

【0045】図2は、関数発生回路13の具体的な構成の一例を示すブロック図である。

【0046】関数発生回路13は、順変換器の6個のサイリスタを点弧する6fa(Hz)のパルス信号を演算用の信号に変換するカウンター31と、逆変換器の6個のサイリスタを点弧する6fm(Hz)のパルス信号を演算用の信号に変換するカウンター33と、カウンター31の出力信号とカウンター33の出力信号とで、脈動電流の周波数fc(Hz)を求めるための減算器35と、この減算器35から出力される信号を1/2·fc(Hz)の周波数に変換する除算器37と、除算器37の出力から得られる1/2·fc(Hz)の周波数に応じた正弦波の周波数を発生する正弦波発生器39と、減算器35の出力から、力行または回生を判定する力行回生検出器41と、力行回生検出器41の出力信号を基に、回生運転の場合は正弦波発生器39から出力されるfc(Hz)の周波数と位相を持った脈動電流の波形を反転させる信号反転器43と、順変換器105の6個のサイリスタを点弧する6fa(Hz)のパルス信号から、ゲートパルス信号のタイミングを求めるために信号の立ち上がりを検出するモノマルチ45と、逆変換器109の6個のサイリスタを点弧する6fm(Hz)のパルス信号からゲートパルス信号のタイミングを求めるために信号の立ち上がりを検出するモノマルチ47と、モノマルチ45およびモノマルチ47の出力信号から同時にに出力されるパルス信号を求めるために論理積をとるAND回路49と、AND回路49から出力される「1」信号のタイミングにより、正弦波発生器39で求めている脈動電流の位相を「0deg」にする位相リセット回路51とから構成されている。

【0047】次にこのように構成された本実施の形態による電流型インバータ装置の作用を図3を参照して説明

する。

【0048】図3(a)に示す順変換器105の6fa(Hz)のゲートパルス信号と、図3(b)に示す逆変換器109の6fm(Hz)のゲートパルス信号が同時に outputされるタイミングが、モノマルチ45とモノマルチ47、およびAND回路49によって検出される。このとき、図3(c)に示すように、AND回路49の出力が「1」になった時点が、順変換器105の出力直流電圧と逆変換器109の入力直流電圧が等しくなるポイントであり、脈動電流が「0(A)」、すなわち、脈動電流の位相が「SIN(0deg)」のポイントのときである。この信号を正弦波発生器39にリセット信号として与えることで、図3(d)に示すように、脈動電流の補正信号となる脈動電流位相PHCr-iが「0」となる。

【0049】次に、電気角が60deg遅れて順変換器105と逆変換器109にそれぞれゲートパルス信号が outputされる。このとき、6fa(Hz)の周波数と、6fm(Hz)の周波数が異なる条件ではAND回路49の出力は、「0」となる。このとき正弦波発生器39の出力は、除算器37の出力から得られる1/2·fc(Hz)の周波数に応じた位相の正弦波の脈動電流波形となる。この動作が前記AND回路49の出力が「1」になるまで連続して行われる。

【0050】そして、AND回路49の出力が再び「1」になると、正弦波発生器39にリセット信号が入力されるので、脈動電流の位相が「SIN(0deg)」となる。

【0051】このような動作を連続して繰り返すことによって、正弦波発生器39から、fc(Hz)の半波整流波形が出力される。この波形が力行運転時の主回路100に発生する脈動電流に同期した脈動電流波形となる。一方、回生運転時は、主回路100に発生する脈動電流の振幅が、力行運転時と逆相になるので、回生運転時は正弦波発生器39の出力波形を信号反転器43により反転させている。

【0052】主回路100で発生する脈動電流の振幅は、直流リアクトル107のインダクタンス値と交流電源103の電圧と誘導電動機101の電圧で決定されるので、正弦波発生器39の出力信号を掛け算器15により乗じることで、脈動電流の振幅が求まる。本信号が主回路100の脈動電流を抑制するための位相補正信号となる。この補正信号を信号反転器17で180deg位相をずらし、電流制御回路211の出力である位相信号に加算器19で加算することで脈動電流が抑制される。

【0053】以上のように本実施の形態によれば、主回路100に発生する脈動電流の周波数と位相および振幅を演算で求めることができ、この演算で求めた信号を位相基準に加算することで、主回路100に発生する脈動電流を抑制することができるので、負荷のトルクリップル

や速度変動を低減することができる。

【0054】また、ここでは、順変換器の位相制御角を補正することで脈動電流を抑制することについて記載したが、逆変換器のスイッチングのタイミングをずらすよう補正することでも脈動電流を抑制することができる。

【0055】このように本実施の形態では、脈動電流を抑制するように補正制御する結果、発生トルクの脈動を大幅に低減でき、負荷として接続されている電動機101の速度変動を大幅に低減できる。また、主回路直流リアクトルのインダクタンス値を大きくすることなく発生トルクの脈動や速度変動を大幅に低減できるので、制御装置の小型化や低コスト化が実現できる。

【0056】さらに、本実施の形態では、脈動電流成分を電流・電圧検出器やフィルタ回路などの検出器により補正量を求めるものではなく、制御回路の演算により補正量を求めており、検出器やフィルタ回路が不要であり装置の小型化や低コスト化が実現できる。このため、検出回路およびフィルタ回路による時間の遅れがないため最適な制御が可能である。

【0057】

【発明の効果】以上説明した本発明によれば、より経済的な方法で主回路に発生する脈動電流の発生を抑えた電力変換装置が提供される。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明を適用した実施の形態に係る電流型インバータ装置の構成を示すブロック図である。

【図2】上記電流型インバータ装置に使用されている関数発生回路の一例を示すブロック図である。

【図3】上記電流型インバータ装置の作用を説明するための図面である。

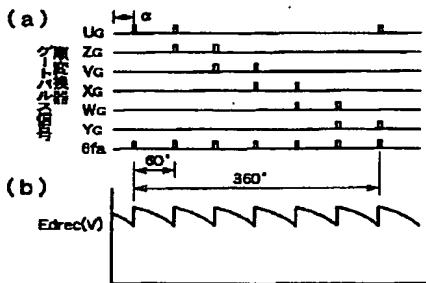
【図4】従来の電流型インバータ装置の構成を示すブロック図である。

【図5】順変換器内部の構成を示すブロック図である。

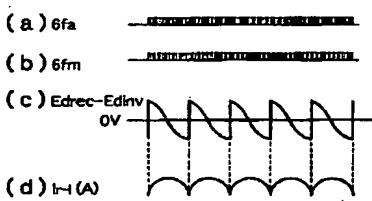
【図6】順変換器内部のサイリスタに供給される信号波形を示す図面である。

【図7】従来の装置の問題点を説明するための信号波形

【図6】



【図8】

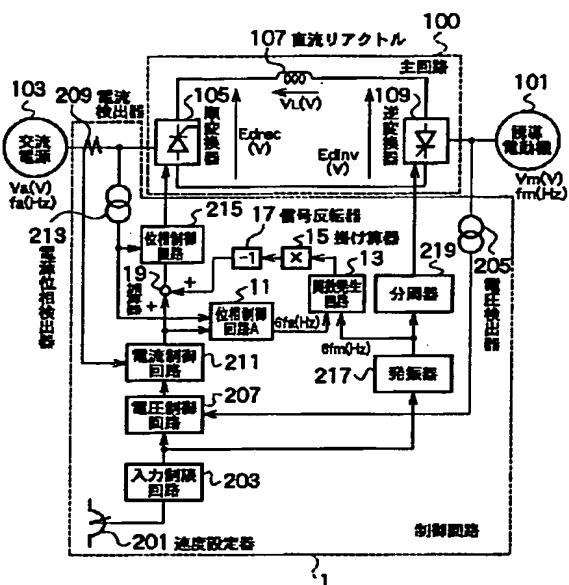


を示す図面である。
【図8】従来の装置の問題点を説明するための信号波形を示す図面である。

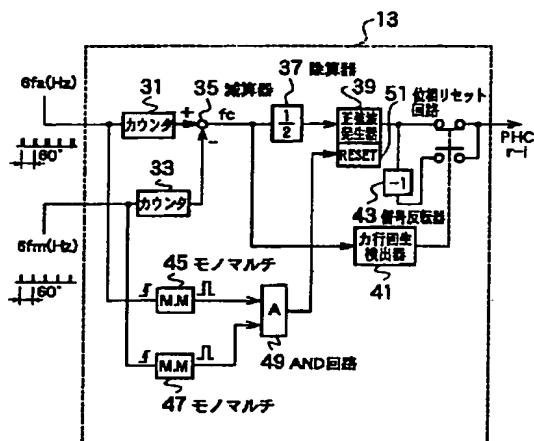
【符号の説明】

- 1 制御回路
- 1 1 位相制御回路A
- 1 3 関数発生回路
- 1 5 掛け算器
- 1 7 信号反転器
- 1 9 加算器
- 3 1, 3 3 カウンター
- 3 5 減算器
- 3 7 除算器
- 3 9 正弦波発生器
- 4 1 力行回生検出器
- 4 3 信号反転器
- 4 5, 4 7 モノマルチ
- 4 9 AND回路
- 5 1 位相リセット回路
- 1 0 0 主回路
- 1 0 1 誘導電動機
- 1 0 3 交流電源
- 1 0 5 順変換器
- 1 0 7 直流リアクトル
- 1 0 9 逆変換器
- 2 0 1 速度設定器
- 2 0 3 入力制限回路
- 2 0 5 電圧検出器
- 2 0 7 電圧制御回路
- 2 0 9 電流検出器
- 2 1 1 電流制御回路
- 2 1 3 電源位相検出器
- 2 1 5 位相制御回路
- 2 1 7 発信器
- 2 1 9 分周器
- U, V, W, X, Y, Z サイリスタ

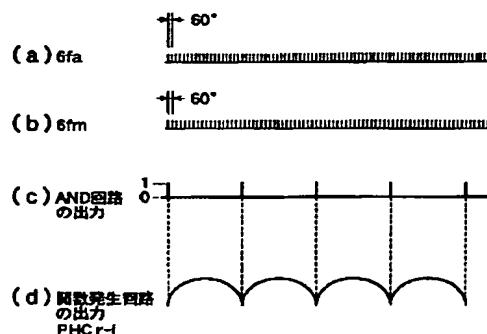
[图 1]



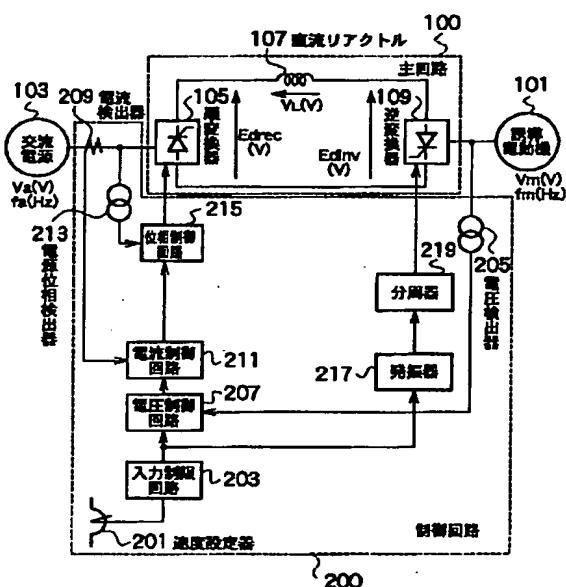
[図2]



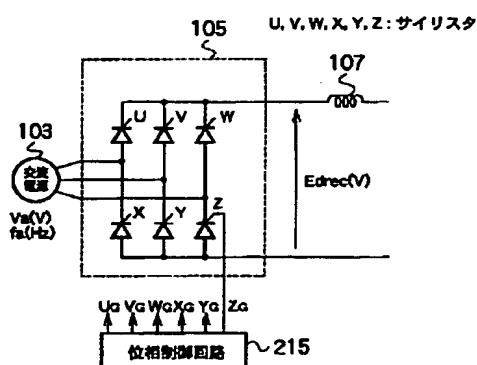
[图 3]



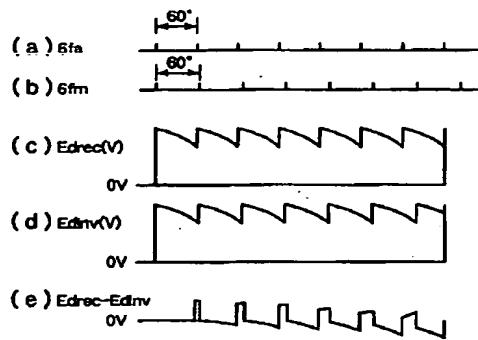
[図4]



【図5】



【図7】



フロントページの続き

Fターム(参考)
5H006 AA07 BB05 CA03 CB01 DB02
DC02 DC05
5H007 AA01 AA08 BB06 CA03 CB01
CB05 CC07 CC12 CD01 DA05
DB01 DB07 DC02 DC05
5H576 BB04 DD02 DD04 EE09 GG04
GG05 GG06 HA05 HB03 JJ12
JJ28 LL22 LL24 LL39

THIS PAGE BLANK (USPTO)

This Page is inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT OR DRAWING
- BLURED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- GRAY SCALE DOCUMENTS
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- REPERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning documents *will not* correct images problems checked, please do not report the problems to the IFW Image Problem Mailbox

THIS PAGE BLANK (USPTO)